低R_LOTLアンプの追求

フッターマン・アンプの検討

武末数馬

回路解析編

低R_L用OTLアンプの設計に当って，出力管の選択はきわめて重要で，出力管の種類によって，だいたいの回路構成が定まってしまうと考えてもさしつかえありません．いままで多く使用されてきた設計としては6080あるいは6336Aなどの大電流双3極管を2～3コ並列に使用するばあいと，12B4-Aなどの小形，ハイ・パービアンスの3極管を8～10コ並列に使用するばあいがあり，前者についてはすでに本誌上でなんどか発表したとおりです．しかし，後者に関しては具体的なデータにとぼしく，ときには誤って伝えられているばあいも少なくありません．後者を代表するアンプとしては，Julius Futterman 氏の設計をあげねばなりませんが，これには非常に変わったアイデアが多く，その動作や特性なども原設計者の発表を参照するより，方法がなかったわけです．

本報告は，このフッターマン・アンプの設計について検討を加え，実用アンプとしての改善の可能性を追及したものです．したがってここに発表する設計例は，1コの完成された設計としての意味ではなく，研究途上の1つの記録という意味でお目にかける次第です．というのは，原設計のアイデアはすこぶる風変わりなものばかりで，それだけすぐれた点をそなえている反面，実用という点で多くの欠点ももっているからです．しかし，このような欠点は，さらに突っこんだ研究や機材の発達――とくに新種の出力管の出現によって克服できるものもあります．とくに回路構成が簡単で，中出力以下のアンプとしては経済的にすぐれた点をもっているのが，この形式の大きな魅力と考えることもできましょう．

とにかく，この形式のアンプに対する最終的な評価はしばらくおいて，アンプの動作と特性に目を注いでみることにしましょう．

J. Futterman 氏の低 R_L OTL アンプ

今日フッターマン・アンプとして知られているものには，新旧2種の設計があって，その最初のものは**第1図**に示すとおりです．この回路は Journal of the A.E.Sの 1954 年10月号に発表されたもので，設計としてはかなり古いわけですが，普通の OTL アンプにくらべて非常に特異な手法が用いられている点が，注目に値します．すなわち，

1） 初段に高増幅5極管が採用され，極端に高いプレート抵抗を使用して，高い増幅度を得ている

2） 位相反転回路には PK 分割形を使用しているが，打ち消し電圧は位相反転管のカソード帰路に加えている

3） 出力部には小形のハイ・パービアンスの3極管（12B4）を多数並列に使用している

4） 帰還回路はポジ・ネガ方式となっていて，いちじるしく多量の負帰還としてある

5） 出力管はヒータを直列にしてACライン(117V)から直接に点火され，B電源（第1B電源）もACラインを整流した，トランスレス方式となっている

などで，低R_L用OTL アンプとしての高性能と，経済性の両面を同時に満足しようとした意図がうかがわれます．

J. Futterman 氏の報告では，このアンプの電力利得は，入力電圧が6Vのとき出力 10W（R_L＝16Ω）が得られ，そのときの IMひずみ率は0.5%，負帰還量はじつに 43dB にもなるということです．アンプとしての性能は以上のとおり，きわめてすぐれたものを持っていますが，ただこの設計をわが国でそのままマネるには，多くの問題を生じます．

まず第1に，このアンプの電力利得がたいへん低いことで，ドライブに 6V もの無ひずみ最大出力を要するとすれば，これは普通一般のプリアンプではダメで，中間増幅段をもう1段余計に必要とする不便をともないます．ただ負帰還量が 43dB もあるので，かりにこれを 37dBに減じたとすれば，入力電圧は3Vに低下し，さらに負帰還量をもう 6dB減じて31dBとすれば，入力電圧は 1.5V となり，このていどの値ならいちおう使用できることになりましょう．しかし，そのときのひずみ率や雑音は4倍にも増加し，この点での性能低下を考えておかねばならぬことになります．

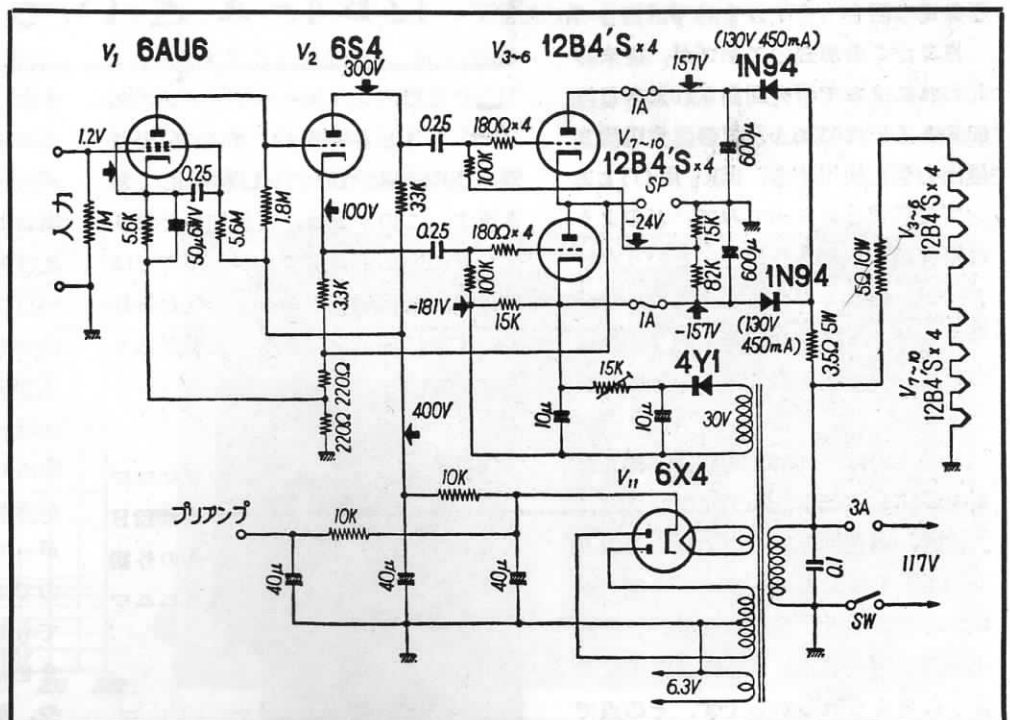
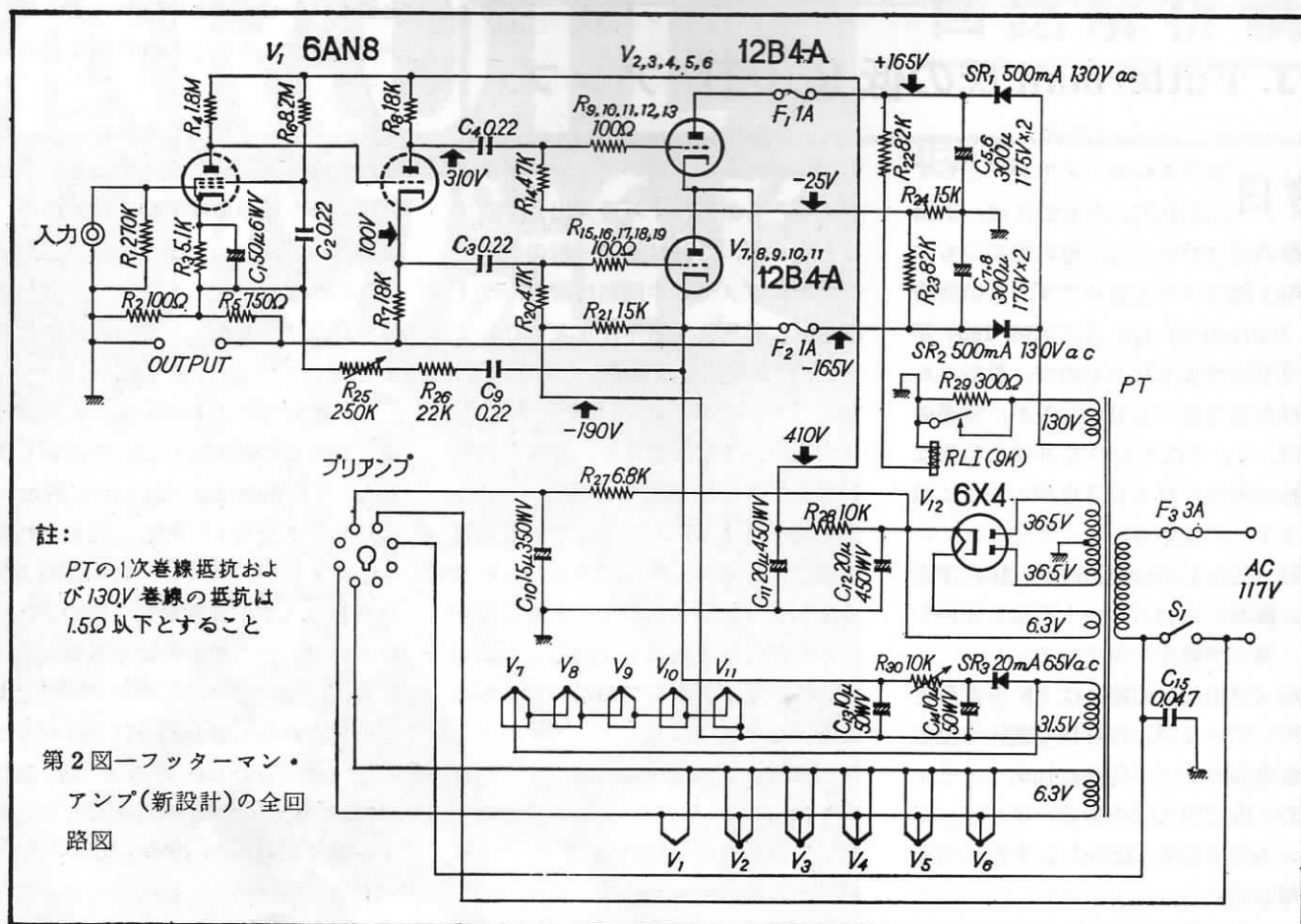
つぎに，電源電圧の問題です．原回路では117VのACラインから直接整流して，直流電圧±157Vを得ていますが，これをわが国のライン電圧 100V に適用すると，B電源電圧はせいぜい ±130V ていどとなり，最大出力も 7W 内外に低下してしまいます．さらに困ることは，アンプがトランスレス方式となっているため，実際にいろいろな形式のプリアンプやカートリッジを組み合わせるばあい，ハムその他のトラブルにつきまとわれねばならぬことすで．

けっきょく，経済性と高性能と，すぐれた機能を同時に満足するということは，そう簡単にはいかないもので，このアンプが，わが国でほとんどかえりみられなかったのも，以上の欠点の解決がむずかしかったからにほかなりません．

これに対し，J. Futterman 氏は，**第2図**のような新しい設計を提案しました．この回路はElectronics World の1959年5月号（P.69）に発表されたものです．出力管のヒータ電源およびB電源とも，PT を介して供給されているので，出力管の個数やB電源電圧が自由に選定でき，トランスレスとしての欠点からも救われることになりました（出力管のヒータのみは，直接117VのACラインから点火したほうがよいと思われる……筆者）．

負帰還量は最初の設計にくらべて少し減じられ（35dBと報告されている），OTL アンプとしてはかなり使い易い形にあらためられています．発表された特性は，入力電圧 2V で最大出力 18W内外（R_L＝16Ωのときのクリッピング・レベル），そのときのIMひずみ率

第1図—フッターマン・アンプ（旧設計）の全回路図

註：
PTの1次巻線抵抗および130V巻線の抵抗は1.5Ω以下とすること

第2図―フッターマン・アンプ（新設計）の全回路図

は0.3%で，きわめてすぐれた安定性が得られるということです．この形式のアンプは，わが国でも1～2のメーカから市販されていますが，具体的な設計や性能については，あきらかでありません．

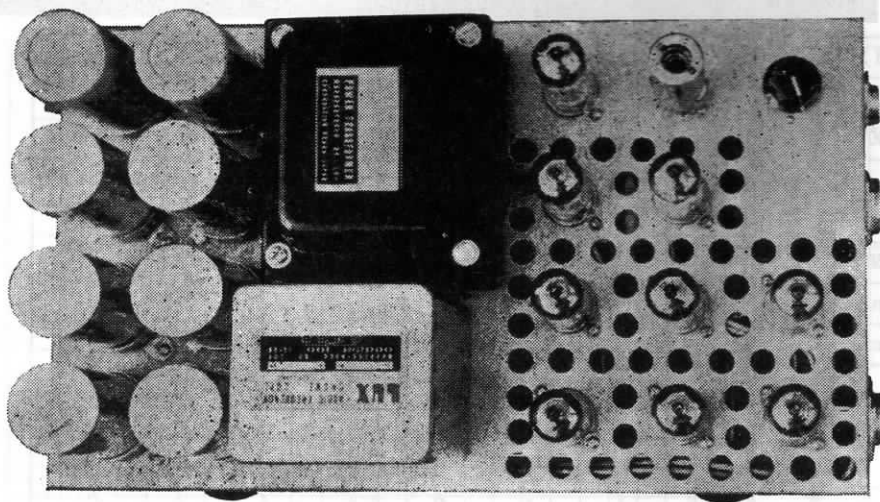
さて，この形式のアンプが，従来われわれによって研究開発されてきた，6080あるいは6336Aなどの，大電流3極出力管を使用する，低R_L用OTLアンプの形式とくらべてみて，どのような得失があるだろうか……というわけですが，それを考えるまえに，このフッターマン・アンプの基本的な動作について，少し検討してみることにしましょう．

というのは，6080あるいは6336Aなどを使用する低R_L用OTLアンプは，大出力，高性能という点ではいちおう文句がありませんが，アンプの構成がいかにも大ゲサで高価になり，比較的小規模の再生装置には不向きな形式のように考えられるからです．その点では，このフッターマン・アンプのほうが安直で，とくに最近各管球メーカから，小形高性能のレス用出力管があいついで発表されている状況から考え，この種のタマがあんがい活用できる余地があるのではないかと考えられからです．

12B4-Aというタマ

ここで，フッターマン・アンプをもっとも特徴ずけている出力管，12B4-Aについて少し検討しておきます．このタマは，ご承知のとおりテレビの垂直偏向管ですが，現在では他の優秀な偏向管にとってかわられて，すでに現役をしりぞいた感があります．電極構造は，ちょうど6080の片ユニットを小さくしたような，ハイ・パービアンスの3極管で，その最大定格およびE_b-I_b特性曲線は，**第1表**および**第3図**に示すとおりです．

▽▽▽▽▽ 写真は12B4-Aの外観 △△△△▽

ここで注意を要することは，**第1表**からもわかるとおり，許容プレート損失が非常に小さいことで(P_P=5.5W，ほぼ6SN7の片ユニットに等しい)，実際にもちょっと過電流を流すと，電極が赤熱する欠点をもっています．したがって，このタマを2本や4本使ったのでは，低R_L用OTLアンプとしてとても問題になるような出力は出てくれません．しかし，タマが小さいことや，消費電力が少ない点を利用し，8本とか10本並列に使用するとそうとう

〈試作機の外観〉

カソード打ち消しの動作

つぎに，このアンプでいちじるしく特徴的な点は，非常に変った打ち消し法を採用していることです．ご承知のとおり，SEPP回路では出力段の平衡ドライブを実現するため，出力電圧を前段の位相反転管にもどす――いわゆる打ち消し回路を必要とします．そのときの打ち消し電圧は．位相反転管のプレート電源側に加えられるのが普通で，一般には大容量のコンデンサを介して結合されます．

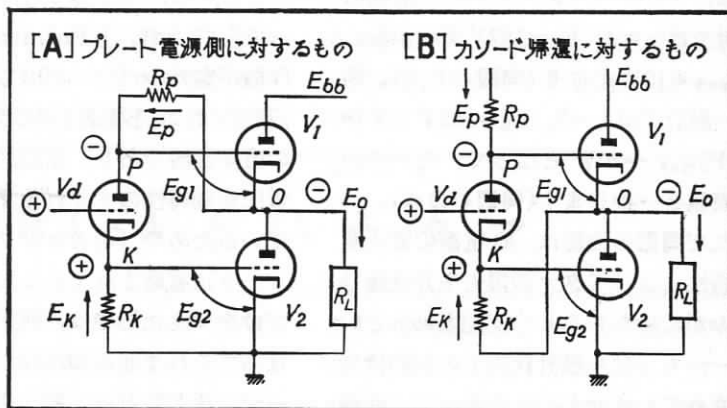
フッターマン・アンプでは，この打ち消し電圧がPK分割形位相反転管のカソード帰路に加えられ，そのばあいの打ち消し効果は，だいたい一般のものと大差はありません．

第5図(A)は，通常のプレート電源側に打ち消しを加えるばあい，**同図**(B)はカソード帰路に加えるばあいで，後者の打ち消し法を採用しているのは，むろんフッターマン・アンプのみです．**同図**(B)で各部の電圧の極性を図のように定めれば，0点の電位は $-E_o$，K点の0点に対する電位は E_k，よってV_2のスイング電圧E_{g2}は，

$$E_{g2}=E_k-E_o \cdots\cdots(1)$$

つぎに，P点の対アース電位は$-E_p$，ゆえにV_1のスイング電圧は，

$$E_{g1}=-(E_p-E_o) \cdots\cdots(2)$$

第5図―位相反転段(PK分割)に対する打ち消し法

$|E_k|=|E_p|$ですから，これをE_{dv}とすれば，

$$E_{g2}=E_{dv}-E_o \cdots\cdots(3)$$

$$E_{g1}=-(E_{dv}-E_o) \cdots\cdots(4)$$

となって，V_1，V_2は平衡ドライブの条件が満足されます．

第6図―カソード打ち消し等価回路

さらに**第6図**(A)は，PK分割形位相反転回路のカソード帰路に，E_oなる打ち消し電圧を挿入したときの等価回路で，$R_k=R_p\equiv R_L$とし，μ，r_pは位相反転管の増幅度およびプレート内部抵抗です．この回路は**同図**(B)のように書きあらためることができ，E_oによってK点およびP点にあらわれる電圧E_k'，E_p'は次式であらわされます．

$$E_k'=\frac{r_p+R_L}{r_p+(Z+\mu)R_L}E_o \cdots\cdots(5)$$

$$E_p'=\frac{(1+\mu)R_L}{r_p+(Z+\mu)R_L}E_o \cdots\cdots(6)$$

上の2式を比較してみると，$E_p'=E_o-E_k'$の関係があり，このことは打ち消しによってプレート側，カソード側にE_k'にひとしい負帰還電圧が生じることを意味します．このときの負帰還率をβとすれば，

$$\beta=\frac{r_p+R_L}{r_p+(Z+\mu)R_L} \cdots\cdots(7)$$

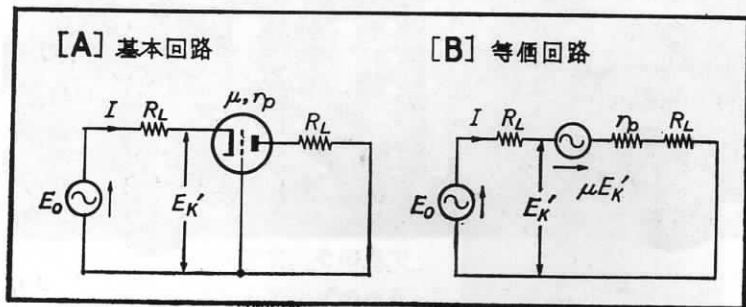
となり，この打ち消し回路を付したときの位相反転段のみかけの増幅度A_1'は，

$$A_1'=\frac{A_1}{1+A_2\beta} \cdots\cdots(8)$$

となります．ここでは，A_1は打ち消しを加えないときのPK分割形位相反転段の増幅度，A_2はSEPP回路の出力段の増幅度です．

ここで注意を要することは，(8)式の形は，通常のプレート打ち消しのばあいと変りありませんが，(7)式のβはプレート打ち消し(PK分割形に関し)のときの式，

$$\beta=\frac{R_L}{r_p+(Z+\mu)R_L} \cdots\cdots(9)$$

にくらべて，分子に真空管のプレート

その他の問題点

a) 初段管に高いプレート抵抗を使用することの可否

高増幅5極管の増幅率（μ）やプレート内部抵抗（r_p）は，きわめて高いので，プレート負荷抵抗を増加すれば，増幅度をいくらでも増大することができます．この方法は，いわゆるスターベーション回路として知られ，低いプレート電圧と，低いスクリーン・グリッド電圧で使用するのが特徴です．

ただこの方法の最大の欠点は，増幅管のプレート出力インピーダンスがいちじるしく高くなるため，出力容量の影響が大きくなって，高域の周波数特性がいちじるしく悪化することです．この点はあとで実験の項でお目にかけますが，よほど多量の負帰還をかけないかぎり，高域のひずみ率改善が十分でありません．

b）B電源の接地方式

まえにも述べたとおり，フッターマン・アンプの第1B電源は，中性点が直接接地されています．したがって，上下両出力管に不平衡があると，不平衡電流が負荷抵抗を貫流します．

この電流が一定不変のばあいは，スピーカのボイス・コイルに一定のバイアスを加えたことになり，コーンの定位が狂うていどで，さほど重大な障害は生じません．

しかしこの不平衡電流は信号の大小やライン電圧の変動，あるいは真空管の熱的状態や劣化によって，非常に不規則に変動する性質をもっています．とくに信号によって不平衡電流が動くばあいは，とうぜん超低域ひずみと同様の性質をおび，このひずみは負帰還ではまったく改善されません．

しかも，これは普通の定常状態でのひずみ率測定では，まったく補促することが困難です．

試作機のアウトライン

以上が，フッターマン・アンプの原設計に対する主要な問題点ですが，理屈はともかく，実際にどのような動作となりどのような特性を示すかは，実機について検討するのが確実です．

そこでまず，**第9図**に示すような試験アンプを試作して，各種の実験をこころみることにしました．試験アンプの設計の詳細やその改善方法などについては，次号以下に紹介することにしましょう．

（つづく）

第9図—12B4-A×8 低R_LOTL試作アンプの全回路図